

English Abstract of CITATION 2.



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2001251268 A**

(43) Date of publication of application: 14.09.01

(51) Int. Cl. **H04J 11/00**

(21) Application number: **2000394664**

(22) Date of filing: **26.12.00**

(30) Priority: **27.12.99 JP 11369616**

(71) Applicant: **VICTOR CO OF JAPAN LTD**

(72) Inventor: **KANEKO KEIICHI
TAKAOKA KATSUMI**

(54) DEVICE AND METHOD FOR TRANSMITTING ORTHOGONAL MULTI-CARRIER SIGNAL

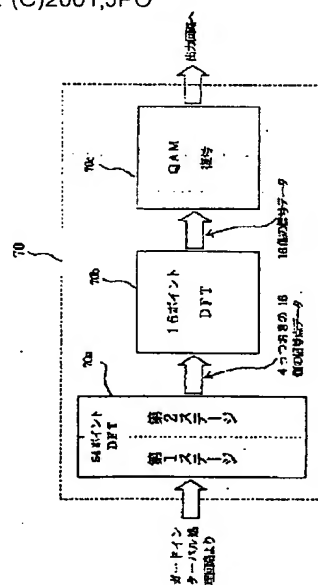
smaller scale calculation method.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To attain the discrete Fourier transformation of a small circuit scale by decreasing computational complexity of the inverse discrete Fourier transformation of a large number of points that is needed for demodulating the intermittent orthogonal multi-carrier signals.

SOLUTION: When the orthogonal multi-carrier signals, including the intermittently arranged carriers for transmitting information with 16 pieces of carriers in all set in every 4 pieces, are demodulated, the 1st and 2nd staged are calculated at a 64-point discrete Fourier conversion part and a 16-point inverse discrete Fourier transform part of smaller computational complexity is used for calculating other third to sixth stages respectively. Thus, a desired intermittent orthogonal multi-carrier signal is demodulated by a



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-251268

(P2001-251268A)

(43) 公開日 平成13年9月14日 (2001.9.14)

(51) Int.Cl.
H 0 4 J 11/00

識別記号

F I
H 0 4 J 11/00キーワード (参考)
5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2000-394664 (P2000-394664)

(22) 出願日 平成12年12月26日 (2000. 12. 26)

(31) 優先権主張番号 特願平11-369616

(32) 優先日 平成11年12月27日 (1999. 12. 27)

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町 3 丁目12番
地

(72) 発明者 金子 敬一

神奈川県横浜市神奈川区守屋町 3 丁目12番
地 日本ビクター株式会社内

(72) 発明者 高岡 勝美

神奈川県横浜市神奈川区守屋町 3 丁目12番
地 日本ビクター株式会社内

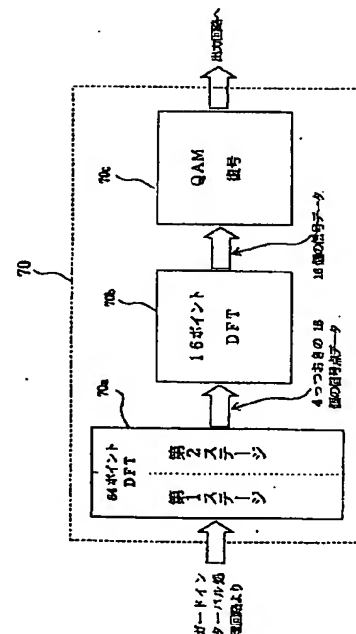
Fターム (参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33

(54) 【発明の名称】 直交マルチキャリア信号伝送装置、直交マルチキャリア信号伝送方法

(57) 【要約】

【課題】 間欠型の直交マルチキャリア信号を復調するために、ポイント数の多い逆離散フーリエ変換が必要であるが、その演算量を削減し、回路規模の小さな離散フーリエ変換を実現する。

【解決手段】 4本おきで全部で16本の搬送波で情報を伝送するキャリアが間欠的に配置される直交マルチキャリア信号を復調するときに、64ポイント離散フーリエ変換部により最初の第1、2ステージを演算し、残りの第3～第6ステージは、演算量の少ない16ポイント逆離散フーリエ変換を代わりに用いて行い、より小規模な演算方法で、所望の間欠型直交マルチキャリア信号を復調する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段と、

その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ 4 より大きな整数値 N に対する N ポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第 1 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 1 の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、 N の半分より小さな整数値 M に対する M ポイントのフーリエ変換を行う第 2 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 2 の離散フーリエ変換手段の信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 2】 伝送すべき複数チャンネルのデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記複数チャンネルのデジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段と、

その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ 4 より大きな整数値 N に対する N ポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第 1 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 1 の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、 N の半分より小さな整数値 M に対する M ポイントのフーリエ変換を行う複数の第 2 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 2 の離散フーリエ変換手段のそれぞれの信号が供給され、それらの信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 3】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生

成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段と、

その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ 4 より大きな整数値 N に対する N ポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第 1 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 1 の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、 N の半分より小さな整数値 M に対する、

所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行う M ポイントのフーリエ変換を行う第 2 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 2 の離散フーリエ変換手段の信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 4】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、

受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段と、

その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ 4 より大きな整数値 N に対する N ポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第 1 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 1 の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、 N の半分より小さな整数値 M に対する M ポイントのフーリエ変換を、所望の伝送チャンネルに応じた入力端子に供給して行う第 2 の離散フーリエ変換手段と、

前記第 2 の離散フーリエ変換手段の信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【請求項 5】 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信

信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号の伝送方法であって、

受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換ステップと、

その高周波信号変換ステップから前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換ステップと、

前記第1の離散フーリエ変換ステップからの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対するMポイントのフーリエ変換を行う第2の離散フーリエ変換ステップと、

前記第2の離散フーリエ変換ステップの信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号ステップとを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号の伝送方法。

【請求項6】伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号の伝送方法であって、

受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換ステップと、

その高周波信号変換ステップから前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換ステップと、

前記第1の離散フーリエ変換ステップからの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対する、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行うMポイントのフーリエ変換を行う第2の離散フーリエ変換ステップと、

前記第2の離散フーリエ変換ステップの信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号ステップとを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号の伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は直交周波数分割多重（OFDM）方式で伝送されたデジタル変調信号の伝送装置、及びその伝送方法に係り、特に周波数が間欠的に

存在する直交マルチキャリア信号を、簡易な構成の離散フーリエ変換を用いて復調する直交マルチキャリア信号伝送装置、およびその伝送方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】デジタル情報信号を送信するとき、単一周波数の搬送波（キャリア）をデジタル情報に基づいて位相変調（PSK）、あるいは直交振幅変調（QAM）を行い、得られた信号を高周波信号に変換し、電波として放射し伝送する方法は広く知られている。位相変調（PSK）方式は、伝送すべきデジタル情報信号を搬送波の位相成分に対応させて変調して伝送する方式であり、直交振幅変調（QAM）方式は、搬送波の位相と振幅の両方を用いて変調させる方式である。

【0003】一方、最近では新たな伝送方式として、直交周波数分割多重（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式と呼ばれるマルチキャリア伝送方式が提案されている。このOFDM方式は、伝送帯域内に複数の直交する搬送波を発生させて配置し、それぞれの搬送波を位相変調や直交振幅変調する方式に関するものである。

【0004】その「搬送波が直交している」とは、隣接する搬送波のスペクトラムが、当該搬送波の周波数位置で零になり、OFDMを構成する複数の搬送波で変調されて伝送される信号は、お互いに干渉することなく、独立して伝送可能であることを意味している。

【0005】このOFDM方式は、多くの搬送波を用いて伝送するため、単一周波数の搬送波を用いて行う伝送に比し、それぞれの搬送波の変調速度を遅くできるため、空間伝送路で生じるマルチパス歪による干渉の影響を軽減でき、また変調信号のスペクトルを矩形に出来るため、占有帯域幅を狭くでき、効率的な周波数利用ができるといった特長を有している。

【0006】さらに、その、空間伝送路におけるマルチパス歪による干渉歪の軽減は、干渉歪となる遅延波の遅延時間以上のガードインターバルによる緩衝時間を設けて干渉歪を軽減するが、そのときの冗長な信号として伝送するガードインターバル信号が占める時間的な相対的割合は変調速度が遅いため、小さくできるなど、伝送効率の低下を少なく保ちつつ干渉歪の軽減を行なうことができる。

【0007】このように、このOFDM方式は、マルチパス環境下での伝送特性に優れており、地上波デジタル放送の伝送方式として採用が決められている。この、地上波デジタル放送方式で用いられるOFDM方式の送信側では、OFDM信号、すなわち直交マルチキャリア信号の発生に逆離散フーリエ変換（IDFT）が用いられる。これは、伝送すべき情報を各搬送波の位相、振幅成分を変化させるようにして変調信号を生成する方法であり、それぞれの直交する搬送波に与えられる位相、振幅変調信号情報である周波数領域の信号は、逆離散フーリ

エ変換により時間領域の信号に変換され、それらの時間領域の信号は加算合成され、その様にして生成されたOFDM信号は高周波信号に変換されて空中線より放射される様になされている。

【0008】この放射されたOFDM信号の受信は、離散フーリエ変換(DFT)回路により上述の時間領域の信号を周波数領域の信号に変換する処理を行い、この離散フーリエ変換により直交周波数多重された時間領域の信号を、それぞれのキャリアの位相、振幅変調信号情報を周波数領域の信号として変換し、その変換した信号を

もとに伝送される情報を復号するようになされている。
【0009】この離散フーリエ変換信号処理は、DSP(デジタル信号処理プロセッサ)により、あるいは信号処理回路をLSI(大規模集積回路)化して実現しているが、これらの回路素子技術は近年の半導体技術の進展により、信号処理が比較的高速で実現できるようになってきたため、このOFDM方式の信号処理が容易となり、その実用化がなされるようになってきた。

【0010】かかるOFDM信号、すなわち直交マルチキャリア信号の伝送は、複数のチャンネル構成、或いは複数のユーザーが、お互いに伝送する周波数帯域を分割して放送、通信を行うのが一般的であり、例えば、地上波デジタル放送では、それぞれ6MHzの帯域を確保したチャンネルがガードバンドなる周波数緩衝域を挟んで整列して記列されているなどである。

【0011】このようになされるOFDM信号の各搬送波は、シンボル期間、即ち逆離散フーリエ変換を行う窓時間期間にガードインターバル期間を加えた期間、の時間の逆数で与えられる周波数間隔で存在し、通常はそれらの全ての搬送波を用いて情報信号が伝送される。

【0012】例えば、地上波デジタル放送で伝送される各搬送波は、1kHz~4kHz程度の周波数間隔で並べられ、それらの全ての搬送波が用いられて情報信号が伝送されるようになされている。

【0013】この様に、OFDM方式は、放送分野のみならず、通信分野、例えば無線LANシステムなどにも用いられており、特に通信分野では、電波の、物体の壁面による反射などにより、マルチパス歪が多く発生する室内環境においても安定した伝送特性が得られるなどの長所を有しており、最近はその利用も多くなっている。

【0014】図26に、OFDM方式により生成するマルチキャリア伝送装置の構成を示す。同図に示すマルチキャリア伝送装置130は、入力回路部140、およびOFDM送信部150より構成されるマルチキャリア送信装置134と、OFDM受信部160、および出力回路部180より構成されるマルチキャリア受信装置136より構成される。

【0015】同図において、伝送すべき情報信号は入力回路140に供給され、ここでは誤り訂正符号などが付

加されてOFDM送信部150に供給される。ここでは、後述の逆離散フーリエ変換回路によりマルチキャリア信号が生成され、図示しない空中線を介して空間伝送路に輻射される。

【0016】空間伝送路に輻射された電波は図示しない空中線で受信され、OFDM受信部160に供給されて復号され、復号された信号は出力回路部180に供給され、誤り信号の検出、訂正処理などがなされて、伝送された情報信号はマルチキャリア受信部136より情報信号出力として供給される。

【0017】図27に、従来のマルチキャリア信号送信装置の一例のブロック図を示す。同図に示すOFDM送信部150は、演算部151、出力バッファ53、D/A変換器54、直交変調器55、信号発生器56、90°シフタ57、周波数変換器58、および送信部59より構成される。

【0018】伝送すべき情報信号は、情報信号入力端子41を介して入力回路42に供給され、ここでは誤り訂正信号などの付加、生成されるキャリア周波数に対する情報信号の変調方法の割り当てがなされ、この様にして割り当てられた実数部用信号と、虚数部用信号は演算部151に供給される。

【0019】演算部151に供給された信号は、逆離散フーリエ変換により演算処理されて、入力回路より供給された情報信号入力に対応されたマルチキャリア変調信号が生成され、生成された実数部および虚数部のそれぞれの信号は出力バッファ53に供給される。ここでは、これらの逆離散フーリエ変換された信号は一時記憶され、記憶された信号はD/A変換器54に供給される。

【0020】ここで、デジタル信号の形で供給された信号はD/A変換器によりアナログ信号に変換され、LPFにより不要な高域周波数成分が除去されて、変調信号成分が得られ、その信号は直交変調器55に供給される。

【0021】ここでは、信号発生器56より供給される中間周波数、および90°シフタで位相が90°変えられた中間周波数により、D/A変換器より供給された実部、および虚部の信号は直交変調され、直交変調された中間周波数の信号は周波数変換器58により空間伝送路に放射するための周波数に変換され、周波数変換された信号は送信部59で電力増幅され、図示しない空中線を介して、空間伝送路に放射される。

【0022】図28に、マルチキャリア受信装置のブロック図を示す。同図におけるOFDM受信部160は受信部61、周波数変換器62、中間周波数増幅器63、直交復調器64、同期信号発生回路65、90°シフタ66、LPF67、A/D変換器68、ガードインターバル期間処理回路69、および復号回路170より構成される。

【0023】マルチキャリア受信装置136の動作につ

き説明するに、空間伝送路を介して伝送された信号は、図示しない空中線により受信され、受信部61に供給される。ここでは高周波増幅が行われ、増幅された信号は周波数変換器62に供給されて中間周波数に変換され、変換された信号は中間周波数増幅器63に供給されて増幅され、増幅された信号は直交復調器64に供給される。

【0024】ここでは、同期信号発生回路65より供給される中間周波数の信号、およびその信号が90°シフトにより90°移相された信号を基に振幅復調が行われ、各々の信号で振幅復調された信号はLPF67を介してA/D変換器68に供給されてデジタル信号に変換され、ディジタル信号に変換された信号はガードインターバル期間処理回路によりガードインターバル期間の信号が除去され、このようにして得られた信号は、復号回路170に供給される。

【0025】ここでは、供給された実部、虚部の信号は高速離散フーリエ変換が行われ、それぞれのキャリア周波数の実部、虚部に対応する信号成分が求められる。その求められた信号成分は、マルチキャリア送信装置134の演算部151で行われた変調信号の割り当てを基にしてQAM信号の復号がなされ、復号された信号は出力回路81に供給される。

【0026】ここでは、入力回路42で付加された誤り訂正信号をもとに誤り信号の訂正がなされ、このようにして得られた復調出力信号は出力端子82に供給される。

【0027】この様にして、マルチキャリア信号が生成、送信、受信されるが、そのマルチキャリアとして使用される周波数の数は、256本、1024本、あるいはそれ以上の数が用いられるが、この様に多くの数のキャリアは逆離散フーリエ変換回路により容易に生成できる。例えば1024本のキャリアを発生させるためには1024ポイント、あるいはそれ以上のポイント数の逆離散フーリエ変換が用いられ、逆離散フーリエ変換より時系列の信号として出力される。

【0028】さて、以上の様にして生成されたマルチキャリア信号では、その伝送に使用する周波数帯域で、直交関係にある隣接する搬送波周波数をすべて使用して送信されているが、ここで、マルチキャリアを構成する全てのキャリアを用いて伝送するのではなく、キャリアを間欠的に配置して、使用して伝送するような伝送方法について述べる。

【0029】その、キャリアを間欠的に使用する伝送方法は、伝送するためのキャリアが間欠的に配置されているため、より広い伝送帯域を用いて伝送することとなり、例えば局所的な周波数領域で伝送路が悪化する場合でも、隣接するキャリア同士の間隔が広くとられているため、その影響を受けるキャリアの数を少なくできるなど、誤り訂正回路で誤りデータを正しいデータに修正す

ることが容易であり、優れた伝送特性を得ることができる。

【0030】また、微弱な信号で伝送する無線機などは、周辺に設置される電子機器への干渉を小さくするため、例えば1MHzの帯域内における送信電力を低く抑ええる方法がとられるが、例えば8波おきに1波づつを、間欠的に使用して伝送する直交マルチキャリア信号は、小さな周波数間隔で並べられる全キャリアを伝送する場合に比し広い周波数帯域で伝送するため、単位周波数あたりの電力密度を小さくでき、周辺にある電子機器へ与える電磁妨害を小さく抑ええることができるなどの特徴を有するものである。

【0031】この様に、間欠的に搬送波を配列して行う伝送方法に関連して、出願番号平10-277103

「直交マルチキャリア信号の復調方法及び復号方法」を提案している。

【0032】ここで提案されている直交マルチキャリア信号の生成方法で、間欠的に搬送波を使用する場合、例えばそれぞれが2より大きな整数値L、M、また4より大きな整数値Nに対して、N本のキャリアをL本おきに選択し、M本の選択した搬送波を使用する間欠型の直交マルチキャリア方式は、全部でN本の搬送波を生成する必要がある、N本の直交関係にある搬送波を復調するための、少なくともNポイント以上の逆離散フーリエ変換を用いて信号の生成を行うようにする。ここで、このときのNポイント以上の逆離散フーリエ変換は、L本の搬送波毎にそのうちの1本の搬送波のみを情報データで変調し、残りの(L-1)本の搬送波は振幅を零とするためのデータを与えて変調し、その搬送波を発生させないようにしている。

【0033】この様にして生成された信号の復調は離散フーリエ変換を用いて行うが、そのときに用いられる離散フーリエ変換回路は、 $N=L \times M$ ポイント以上の離散フーリエ変換回路が必要となり、その様に大きなポイント数の離散フーリエ変換回路は、大規模半導体集積回路(LSI)により、あるいは高速デジタル信号処理プロセッサ(DSP)などにより実現は可能であるが、離散フーリエ変換回路のポイント数の増加にともない離散フーリエ変換回路の回路規模も大きくなり、それを、信号処理ポイント数が多く演算量の多い大きなデジタル信号処理プロセッサにより実現するときは、高コストな構成となってしまうという課題があった。

【0034】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記従来例のマルチキャリア受信装置136における信号の受信は、逆離散フーリエ変換回路で生成される全てのキャリア周波数復調するための離散フーリエ変換回路を用いて復調動作を行なうようにするものであった。

【0035】本発明が目的とするマルチキャリア伝送装置における受信装置は、上述の空間伝送路に放射された

10

20

30

40

50

間欠的に配列されるマルチキャリア信号の復調を、できるだけ演算処理回数の小さな離散フーリエ変換により実現することを目的としている。

【0036】さらに、上述の受信装置は1チャンネルの入力信号に対するマルチキャリア信号を復調するものであるが、例えば4チャンネル、あるいは8チャンネルの情報信号が同時に送信された信号を受信する受信装置を、簡易な構成による離散フーリエ変換回路により実現しようとするものである。

【0037】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記課題を解決するために以下の1)～6)の手段より成るものである。すなわち、

【0038】1) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段(62、64)と、その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換手段(70a)と、前記第1の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対するMポイントのフーリエ変換を行う第2の離散フーリエ変換(70b)手段と、前記第2の離散フーリエ変換手段の信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段(70c)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0039】2) 伝送すべき複数チャンネルのデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記複数チャンネルのデジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段(62、64)と、その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散

フーリエ変換手段(70a)と、前記第1の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対するMポイントのフーリエ変換を行う複数の第2の離散フーリエ変換手段(70b)と、前記第2の離散フーリエ変換手段のそれぞれの信号が供給され、それらの信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段(70c)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0040】3) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段(62、64)と、その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換手段(70a)と、前記第1の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対する、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行うMポイントのフーリエ変換を行う第2の離散フーリエ変換手段(70b)と、前記第2の離散フーリエ変換手段の信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段(70c)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0041】4) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送送路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号伝送装置であって、受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換手段(62、64)と、その高周波信号変換手段から前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換手段(70a)と、前記第1の離散フーリエ変換手段からの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対するMポイントのフーリエ変換を、所望の伝送チャンネルに応じた入力端子に供給して行う第2の離散フーリエ変換手段(70

b)と、前記第2の離散フーリエ変換手段の信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号手段(70c)とを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号伝送装置。

【0042】5) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号の伝送方法であって、受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換ステップと、その高周波信号変換ステップから前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換ステップと、前記第1の離散フーリエ変換ステップからの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対するMポイントのフーリエ変換を行う第2の離散フーリエ変換ステップと、前記第2の離散フーリエ変換ステップの信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号ステップとを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号の伝送方法。

【0043】6) 伝送すべきデジタル情報信号を逆離散フーリエ変換して直交マルチキャリア信号を生成し、この生成した直交マルチキャリア信号に基づいた送信信号を送信路に出力する送信側と、前記伝送路から受信した送信信号を復調した直交マルチキャリア信号を送信側の前記逆離散フーリエ変換と相補的に離散フーリエ変換して前記デジタル情報信号を再生する受信側とを有する情報伝送システムに用いられ、かつ受信側において直交マルチキャリア信号を受信する直交マルチキャリア信号の伝送方法であって、受信した前記送信信号を前記直交マルチキャリア信号に変換する高周波信号変換ステップと、その高周波信号変換ステップから前記直交マルチキャリア信号が供給され、かつ4より大きな整数値Nに対するNポイント離散フーリエ変換の前半ステージの変換を行う第1の離散フーリエ変換ステップと、前記第1の離散フーリエ変換ステップからの信号が供給され、Nの半分より小さな整数値Mに対する、所望の伝送チャンネルに応じた回転因子によって行うMポイントのフーリエ変換を行う第2の離散フーリエ変換ステップと、前記第2の離散フーリエ変換ステップの信号が供給され、その信号を前記デジタル情報信号に変換するデジタル信号復号ステップとを具備することを特徴とする直交マルチキャリア信号の伝送方法。

【0044】

【発明の実施の形態】以下、本発明の直交マルチキャリア信号伝送装置、直交マルチキャリア信号伝送方法の実施の形態につき、好ましい実施例により説明する。図1は、そのマルチキャリア伝送装置の概略ブロック図である。

【0045】同図において、マルチキャリア伝送装置30は、伝送すべきa～dの4チャンネルの情報信号を入力し、それらの情報信号をOFDM(Orthogonal Frequency Division multiplexing)方式で変調した変調出力信号を得て送信アンテナより空間伝送路に放射するマルチキャリア送信装置34と、空間伝送路よりの信号を受信アンテナにより得て、得られた信号が供給され、その信号を復調、復号してa～dの4チャンネルの情報信号出力を得るマルチキャリア受信装置36とより構成されている。

【0046】ここで、マルチキャリア送信装置34は、4チャンネルの情報を入力する入力回路部40a～40d、およびOFDM送信部50より構成され、マルチキャリア受信装置36は、OFDM受信部60、および4チャンネルの復調出力を供給する出力回路80a～80dより構成される。

【0047】同図に示すマルチキャリア伝送装置30の動作について概略説明するに、例えばMPEG-2(Moving Picture Experts Group-2)により圧縮符号化されたビットストリームの信号などは情報信号入力端子a～dより入力回路40a～40dに供給され、これらの回路で誤り検出、訂正符号などが付加され、それぞれの入力回路の信号はOFDM送信部50に供給される。

【0048】ここでは、誤り訂正符号の付加された伝送すべき情報信号は後述する所定のフォーマットで、OFDM方式の信号に変調され、空間伝送路を介して伝送され、その伝送された信号はOFDM受信部60に供給される。

【0049】ここでは、OFDM信号が復調され、復調された信号はそれぞれの出力回路80a～80dに供給される。これらの出力回路80a～80dは、それぞれの入力回路40a～40dで付加された誤り検出符号を基に、OFDM信号を構成するそれぞれのキャリアに対する誤り信号の検出が行なわれ、それぞれの誤り信号が訂正された情報信号出力としてマルチキャリア受信装置36より供給される。

【0050】つぎに、マルチキャリア送信装置34、およびマルチキャリア受信装置36の構成と、その動作について詳述する。図2に、マルチキャリア送信装置34の構成を示す。

【0051】同図において、4つのチャンネルの情報信号はそれぞれ入力端子41a～41dに供給され、これらの信号は入力回路部42a～42dに供給される。これらの回路では、それぞれの供給される信号に誤り訂正符号を付加し、マルチキャリアを変調するための実

部、虚部の信号に分割した信号を生成し、その信号は第1～第4の演算器51a～51dに供給される。

【0052】これらの、第1演算器51a～第4演算器51dの信号は後段演算器52に供給され、これらの演算器では後述の方法による逆離散フーリエ変換処理がなされ、41a～41dの入力端子に供給された情報信号に従い、変調された直交マルチキャリア信号が生成され、その信号は出力バッファ53を介してD/A変換器54に供給される。

【0053】ここでは、デジタル信号の形で供給された信号はD/A変換器によりアナログ信号に変換され、LPFにより不要な高域周波数成分が除去され、変調された信号が得られ、その信号は直交変調器55に供給される。

【0054】ここでは、信号発生器56より供給される中間周波数、および 90° シフトにより 90° 位相が変えられた中間周波数により、D/A変換器より供給された実部、および虚部の信号は直交変調され、直交変調された中間周波数の信号は周波数変換器58により空間伝送路に放射される周波数に変換され、その信号は送信部59により電力増幅されて、図示しない空中線に供給され、その空中線より空間伝送路に放射される。

【0055】図3に、マルチキャリア受信装置のブロック図を示す。同図において、マルチキャリア受信装置36は受信部61、周波数変換器62、中間周波増幅器63、直交復調器64、同期信号発生回路65、 90° シフト器66、LPF67、A/D変換器68、ガードインターバル期間処理回路69、および復号回路70より構成されるOFDM受信部60と、それぞれの出力端子82a～82dに接続される、それぞれの出力回路81a～81dよりなっている。

【0056】つきに、マルチキャリア受信装置36の動作について説明するに、空間伝送路を介して伝送された信号は、図示しない空中線により受信され、その信号は受信部61に供給される。ここでは高周波増幅が行われ、増幅された信号は周波数変換器62に供給されて中間周波数に変換され、変換された信号は中間周波数増幅器63に供給されて増幅され、直交復調器64に供給される。

【0057】ここでは、同期信号発生回路65より供給される中間周波数の信号、およびその供給された中間周波数の信号より 90° シフトにより 90° 移相された信号を基に振幅復調が行われ、その各々の信号で振幅復調された信号はLPF67を介してA/D変換器68に供給されてデジタル信号に変換され、デジタル信号に変換された信号はガードインターバル期間処理回路によりガードインターバル期間の信号が除去され、このようにして得られた信号は、復号回路70に供給される。

【0058】ここでは、供給された実部、虚部の信号は離散高速フーリエ変換が行なわれ、それぞれのキャリア

周波数の実部、虚部に対応する信号成分が求められる。

この様にして求められた信号成分は、マルチキャリア送信装置34の演算部51で行われた変調信号の割り当てを基にしてQAM信号の復号がなされ、復号された信号はそれぞれの出力回路81a～81dに供給される。

【0059】これらの出力回路81a～81dでは、それぞれの入力回路42a～42dで付加された誤り訂正信号をもとに誤り信号が検出され、誤り信号は訂正され、これらの処理がなされたそれぞれの復調出力信号は、それぞれの出力端子82a～82dに供給される。

【0060】さて、ここで、マルチキャリア伝送装置30が伝送に用いるキャリアの周波数について述べる。図4に、マルチキャリア送信装置34が生成するマルチキャリアのチャンネル割り当ての様子を示す。

【0061】同図において、(A)としてキャリア番号が0～63である64の周波数より構成されるマルチキャリアを示すが、そのキャリアを4のチャンネルに分割して伝送する様子をキャリア周波数の番号に対する電力分布として示したものであり、図中に示す(B0)～

(B3)がそのチャンネルごとのキャリア番号とそれに対する電力分布である。そして、ここに示すマルチキャリアは、5.0kHzの間隔で並べられており、またそれぞれのチャンネルに割り当てられるキャリアは200kHz間隔で間欠的に配列されており、このように割り当てられ、配列されたキャリアにより、チャンネルa～dの情報信号が伝送されるようになされている。

【0062】図5に、本実施例におけるマルチキャリア伝送装置により生成される直交マルチキャリアのチャンネル番号と、そのチャンネルの信号を伝送するためのキャリア番号の関係を示す。ここに示す64本のキャリアは、チャンネルa～dの信号を伝送するための周波数として割り当てられており、チャンネルaは4の倍数のキャリア番号のもの、チャンネルbは4の倍数に2を加えたキャリア番号のもの、チャンネルcは4の倍数に1を加えたキャリア番号のもの、そしてチャンネルdは4の倍数に3を加えたキャリア番号のものがそれぞれの情報信号a～dを伝送するためのキャリアとして設定されている。

【0063】ここで、これらのマルチキャリアに対する変調信号は、離散フーリエ変換、QAM復号回路70により離散フーリエ変換の演算がなされて復調されるが、その方法について詳述する。

【0064】まず、離散フーリエ変換の演算を説明するため、図6に4ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローダイアグラムを示し、離散フーリエ変換の動作について概説する。同図において、左側に示す $x[0]$ 、 $x[1]$ 、 $x[2]$ 、 $x[3]$ は時間領域における入力信号を供給する端子であり、右側に示す $X[0]$ 、 $X[2]$ 、 $X[1]$ 、 $X[3]$ は周波数領域における出力信号を供給するための端子である。

【0065】図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数（回転因子）が示されている場合はこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、1を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示している。2つの矢印が向かい合って記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0066】図7に、4ポイント離散フーリエ変換の演算に用いる回転因子を示す。同図は、横軸が実軸で、縦軸は虚軸である複素平面内に、半径1の円が示されているが、この円と実軸との交点がそれぞれ1、-1であり、虚軸との交点はjと-jである。ここに示すjは2乗して-1となる数であり、4個の係数 W_4^0 、 W_4^1 、 W_4^2 、 W_4^3 の値は、それぞれ1、j、-1、-jであることを示している。

【0067】次に、16ポイントの離散フーリエ変換を用いて4本のキャリアを復調する例について示す。図8に、16ポイントの離散フーリエ変換機能を有する離散フーリエ変換素子の端子を示し、その復調方法について述べる。同図において、左側に示す16個の端子は所定のクロック周波数によりサンプリングされた入力信号の電圧値を入力するための、時間領域の入力端子であり、右側に示す16個の端子は、離散フーリエ変換した結果を周波数領域の出力信号として出力するための端子である。

【0068】この離散フーリエ変換素子の、16個の時間領域領域の入力端子 $x[0] \sim x[15]$ には、前述のガードインターバル期間処理回路69よりの信号が供給され、供給された信号の離散フーリエ変換処理がなされる。ここで、マルチキャリア送信装置34により、例えば第1、第9、第5、第13のキャリアが変調されて伝送されているときは、この離散フーリエ変換素子の出力端子 $X[1]$ 、 $X[5]$ 、 $X[9]$ 、 $X[13]$ には変調された信号に対応した出力の信号電圧値として出力される。

【0069】図9に、時間間引きによる、入力データ整列型8ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローダイヤグラムを示す。同図の左側に示す $x[0] \sim x[7]$ は時間領域における入力信号であり、右側に示す $X[0]$ 、 $X[4]$ 、 $X[2]$ 、 $X[6]$ 、 $X[1]$ 、 $X[5]$ 、 $X[3]$ 、 $X[7]$ は周波数領域における出力信号を示す。

【0070】この離散フーリエ変換のバタフライ演算の方法について述べるに、図中に示す矢印の方向は信号の供給される方向を示しており、矢印の近くに定数（回転因子、-1）が示されるときはこの定数を乗じ、矢印の方向に信号を供給する。定数が示されていない矢印は、1を乗じて供給する場合、あるいは信号を単に供給することを示す。2つの矢印が向かい合って記される節点では、それらの矢印により供給される信号の加算を行う。

【0071】図10に、8ポイント離散フーリエ変換の演算に使用される8個の定数値（回転因子）を示す。同図において、横軸が実軸で、縦軸は虚軸であり、その平面上に半径1の円が示され、その円周上を8等分した位置に対応させた、8個の係数 W_8^0 、 W_8^1 、 W_8^2 、 \dots 、 W_8^7 の値が演算に使用される回転因子である。

【0072】図11に、このような手法で演算を行う16ポイント離散フーリエ変換演算器内部の構成を示す。同図に示す黒丸は、信号の接続点であり、対角線で結ばれて四角形の頂点に位置する4個の黒丸は、それらを結ぶ2本の交差する線によりバタフライ演算が行われることを示している。同図の左に示される0、1、2、 \dots 、15の数は時間領域における入力信号の番号を示し、図の右側に示す0、8、4、12、 \dots 、15の数は周波数領域における出力信号の番号を示す。

【0073】また、同図中の2本の線の交点に示される数字はバタフライ演算を行うときに使用する回転因子の番号を示している。

【0074】図12に、その16ポイント離散フーリエ変換の演算に使用される回転因子を示す。同図において、横軸が実軸で、縦軸は虚軸であり、その平面上に半径1の円が示され、その円周上を16等分した位置に対応させて、16個の係数 W_{16}^0 、 W_{16}^1 、 W_{16}^2 、 \dots 、 W_{16}^{15} の点が回転因子の値を示しており、上述の16ポイント離散フーリエ変換は、このうち、 $W_{16}^0 \sim W_{16}^7$ の8個を使用している。前述の図11では、この回転因子の上付き文字で示される0～7の数字により、これらの回転因子の値を示している。

【0075】この様にして、離散フーリエ変換演算はバタフライ演算を繰り返して行うが、その演算がなされる順位を、列単位で左より第1ステージ、第2ステージ、第3ステージの様に呼び、ここで述べた16ポイントの離散フーリエ変換の場合は第4ステージまでの演算がなされる。

【0076】さて、ここで、第1の実施例に関する多チャンネル受信装置用離散フーリエ変換の演算方法について説明する。従来方法では、前述したように、64（＝16×4）ポイント離散フーリエ変換を使用して、全ての搬送波を復号していた。これに対し、本実施の形態では、まず、図13で示すような64ポイント離散フーリエ変換を行い、16ポイントのデータ列を生成する。

（以下、「*」は乗算の意味で用いる）

【0077】同図は、時間間引きのアルゴリズムによる離散フーリエ変換であり、図中の左側に示す番号は、時系列の順番のデータ列を示しており、右側の番号は、16個のデータのまとまりが4個あることを示している。そして、同図中に示す0、16の数字は、バタフライ演算を行うときに使用する回転因子を示している。

【0078】図14に、64ポイント離散フーリエ変換の演算に用いられる回転因子を示す。同図において、複

素平面内に描かれた半径1の円周を64等分し、実軸上の1の点より順に64個の係数 $W_{64}^0, W_{64}^1, W_{64}^2, \dots, W_{64}^{63}$ の値が定められている。

【0079】このように、16ポイントの離散フーリエ変換演算に用いる回転因子 $W_{16}^0, W_{16}^1, W_{16}^2, W_{16}^3, \dots$ の値は、64ポイントの離散フーリエ変換演算に用いられる回転因子 $W_{64}^0, W_{64}^1, W_{64}^2, W_{64}^3, \dots$ と同じ値、すなわち、 $W_{16}^0 = W_{64}^0, W_{16}^1 = W_{64}^1, W_{16}^2 = W_{64}^2, W_{16}^3 = W_{64}^3, W_{16}^4 = W_{64}^4, W_{16}^5 = W_{64}^5, W_{16}^6 = W_{64}^6, W_{16}^7 = W_{64}^7$ である。

【0080】ここで、前述の図13に示す64ポイント離散フーリエ変換の第1ステージと第2ステージを説明する。同図に示すaは第1ステージを示しており、32個隣り合ったデータ同士間でバタフライ演算をし、そのときに使用する回転因子は $W_{64}^0 = 1$ である。

【0081】ここに示す離散フーリエ変換を用いて復号のための演算を行うとき、チャンネル番号の0、ないしはチャンネル番号1のみを復号するとき、或いは、チャンネル番号の0とチャンネル番号1の両者を復号したい時は、演算の前半の32個のデータのみを計算する。

【0082】また、チャンネル番号2かチャンネル番号3のみ、或いは、チャンネル番号2とチャンネル番号3を復号したい時は、演算の後半の32個のデータのみを計算すればよく、その他のチャンネル番号の組み合わせで復号するときは、同図に示した全ての演算を行うことを示している。

【0083】そして、bとcで示す箇所は第2ステージにおける演算を示しており、16個隔ててあるデータ同士でバタフライ演算を行う。このときに用いる回転因子は図中に示す W_{64}^0 と W_{64}^{16} であり、図中ではその上付き文字の0と16により示してある。

【0084】ここに示すバタフライ演算は、伝送される多チャンネル信号のうち、その一部を復号するときは、その演算の一部を省略することができる。すなわち、チャンネル番号0のみを復号するときは、bにおける演算の前半の16個のデータのみを計算すればよく、チャンネル番号1のみを復号するときは、bにおける演算の後半の16個のデータのみを計算すればよい。

【0085】チャンネル番号2のみを復号するときは、cにおける演算の前半の16個のデータのみを計算すればよく、チャンネル番号3のみを復号するときは、cにおける演算の後半の16個のデータのみを計算すればよい。このようにして、複数のチャンネルを同時に復号するときは、それぞれの対応する部分を演算することになる。

【0086】64ポイント離散フーリエ変換は合計6ステージで演算がなされるが、上述の次の第3～6ステージにおける演算は、1チャンネルのみの復号では16個のデータのみを計算すればよいことになり、以下図ととも

に説明する。

【0087】ここでは、図15に、チャンネル番号0を復号する場合の例を示す。同図は、前述の図11と同様な方法で示されているが、図中に示す回転因子は、図11が16ポイント離散フーリエ変換のものであるのに対して図15は64ポイント離散フーリエ変換に対する回転因子を用いている。すなわち、同図の左側に示す番号はこの離散フーリエ変換の入力端子の番号であり、ここには前述の64ポイント離散フーリエ変換器の第1、2ステージで演算された結果のうちの16個のデータが供給される。

【0088】同図に示す右側の番号は、復号される搬送波の番号を表しており、対角線の交点に示される数字は、その対角線に接続される節点の信号同士で行われるバタフライ演算に使用される、前述の図14に示した回転因子である。このようにして復号される搬送波の番号は、前述の図5に示したチャンネル番号と、そのチャンネルの伝送のために使用されるキャリア番号と同一である。

【0089】以上、チャンネル0の場合について述べたが、この例に示すマルチキャリア受信装置は4つのチャンネルで伝送される情報信号を受信することができ、それらの信号を復号するための離散フーリエ変換について述べる。

【0090】図16は、チャンネル0～4の信号を受信するための離散フーリエ変換に使用される回転因子について、チャンネルごとの回転因子を示したものである。同図に示すチャンネル番号0に対する回転因子の関係は前述の図15と同一であり、これらの図の対応関係よりチャンネル1～チャンネル3に用いられる離散フーリエ変換の回転因子の構成は明白である。

【0091】すなわち、異なるチャンネルに対する、それぞれのステージの演算は異なる回転因子を用いてなされるが、これらの異なる回転因子は、予め回転因子の情報を格納する参照テーブルを設け、そのテーブルに示されるチャンネル毎の回転因子を用いて演算することができ、これらの条件により動作する離散フーリエ変換の演算処理は容易に行なうことができる。

【0092】従って、全部で6ステージある64ポイント離散フーリエ変換の第1ステージから第2ステージまでは、復調を行う各チャンネルに対応した節点の信号に対してのみの離散フーリエ変換演算を行い、残りの第3ステージから第6ステージまでの演算は、演算規模の小さな16ポイント離散フーリエ変換器を用いて演算すれば良い。

【0093】さらに、予め選択された特定のチャンネルの信号を復調する場合においては、その選択されたチャンネル番号によって規定される回転因子テーブルを参照し、そのチャンネルの信号のみを復号するための演算を行う事により、4本おきに間欠的に配置される搬送波の

みに対する復号を行なうことができる。

【0094】つぎに、マルチチャンネル受信装置用離散フーリエ変換の演算方法に関し、第2の実施例について述べる。図17に、周波数間引き型の入力データ整列型64ポイント離散フーリエ変換の回転因子を示す。同図において、左側の欄外に示される番号は、時系列で示されるデータの順番をデータ列として示している。同図の表の中に示す番号は、バタフライ演算に使用する回転因子を示している。回転因子の数値は前述の図14に示したものをを用いる。

【0095】この例に示す入力データ整列型64ポイント離散フーリエ変換の回転因子は、受信するチャンネルのキャリア周波数における、第1～第2ステージの回転因子は共通ではない。しかしながら、予め設けた受信チャンネルごとの回転因子テーブルを参照して、容易に離散フーリエ変換を行える。

【0096】ここで、受信チャンネル毎に16個のデータを出力するのは、第1の実施例と同じである。第3から第6ステージでは各チャンネル毎の回転因子は共通である。同図中で、網点を付して示した部分は、チャンネル番号3を復号するとき用いる回転因子を示している。そして、この部分は、16ポイント離散フーリエ変換と同じであるので括弧内に、16ポイント用の回転因子を示す。このようにして、チャンネル番号毎に対応する部分の計算をするのみで、所望のチャンネル番号の情報の復号が可能であることがわかる。

【0097】このように、第1、2ステージでは、所望の部分以外の計算を省略した64ポイント離散フーリエ変換で代用し、第3、4、5、6ステージでは、16ポイント離散フーリエ変換を行い、各チャンネルが使用する4本おきの搬送波からなる間欠型マルチキャリア信号の復号ができることになる。前述のように、64本のキャリアを用いる信号の復号は、64ポイントの離散フーリエ変換を用いて、全ての搬送波を復号するようにして行なうことができる。

【0098】つぎに、マルチチャンネル受信装置用離散フーリエ変換の演算方法に関し、第3の実施例について述べる。図18に、出力データ整列型の64ポイント離散フーリエ変換の回転因子を示す。同図において、左端の数字は、ビットリバース順に並べた64個の時系列データであり、右端に示す数字は、整列した周波数順の復号データ列である。

【0099】同図に示す回転因子の数値は前述の図14に示したものが用いられる。また、ここに示す例は、時間間引きのアルゴリズムを用いる方法であり、図19にその時間間引きによる16ポイント離散フーリエ変換の構成を示し、図20にその8ポイント離散フーリエ変換のシグナルダイアグラムを示す。これらの回路の動作は前述に示した方法により行われる。

【0100】ここで、ここに示す64ポイント離散フー

リエ変換の第1ステージと第2ステージの演算について述べる。すなわち、供給されるx、yの信号に対し、回転因子Wを用いる時間間引き型バタフライ演算の結果として示されるX、Yは、図21に示すように、 $X=x+y*W$ 、 $Y=x-y*W$ となる。

【0101】つぎに、ここで用いられている回転因子0と16は、 $W_{0,0}=1$ 、 $W_{0,16}=-j$ であるので、前述の図18における網点部分の演算結果は、入力端子0、3、2、16、48におけるデータが x_1, y_1, x_2, y_2 であるとき10の出力電圧 z_0, z_1, z_2, z_3 は、図22に示すように、 $z_0=(x_1+y_1)+(x_2+y_2)$ 、 $z_1=(x_1-y_1)-j(x_2-y_2)$ 、 $z_2=(x_1+y_1)-(x_2+y_2)$ 、 $z_3=(x_1-y_1)+j(x_2-y_2)$ となる。

【0102】このようにして、前述の図18に示す演算をすべて行い、 $z_0 \sim z_{63}$ の64個全てを求める方法はあるが、本実施例では復号すべきチャンネルに対してのみ、バタフライ演算を行いその復号を行なうようにする。すなわち、チャンネル番号0の信号の復号には、 $z_0, z_4, z_8, \dots, z_{60}$ の16個の演算結果を得るようにし、チャンネル番号1に対しては、 $z_2, z_6, z_{10}, \dots, z_{62}$ の16個の結果を得るようにし、チャンネル番号2では、 $z_1, z_5, z_9, \dots, z_{61}$ の16個の結果を、チャンネル番号3では、 $z_3, z_7, z_{11}, \dots, z_{63}$ の16個の結果を得るようにする。それは、第3ステージ以降の計算を行うための入力は、4個おきのデータのみが必要とされているためである。

【0103】図23に、この実施例によるブロック図を示し、詳述する。64ポイント離散フーリエ変換における第1ステージと第2ステージの演算は上述の通りであり、つぎのステップの演算である第3～第6ステージの演算について述べる。

【0104】ここで、第3ステージの入力データは、前述の様に16個であるので、第3ステージ以降は64ポイント離散フーリエ変換よりも演算規模の小さい16ポイントの離散フーリエ変換を用いることができる。ただし、この16ポイントの演算に用いる回転因子は、前述の図14に示した64ポイント離散フーリエ変換のものをを用いる。回転因子自体は数値であるので、演算規模が小さいままである。

【0105】そこで用いられる回転因子は、例えば前述の図18に示す、第3～5ステージの値を参考にし、それぞれチャンネル毎に4つ飛びの値にする。例えば、チャンネル番号3の場合に用いられる、回転因子の例を次に示す。第1ステージ 24, 24, 24, 24, 24, 24, 24, 24第2ステージ 12, 28, 12, 28, 12, 28, 12, 28第3ステージ 6, 14, 22, 30, 6, 14, 22, 30第4ステージ 3, 7, 11, 15, 19, 23, 27, 31これらの値はチャンネル毎に異なるが、予めチャンネルごとの回転因子の定数を格納するテーブルを作成

10

20

30

40

50

し、その値を参照しつつ動作する離散フーリエ変換器を構成することができる。

【0106】ここで複数の、例えば2チャンネルを同時に復号する離散フーリエ変換を実現することもできる。その離散フーリエ変換は復号に必要な個所の離散フーリエ変換演算を行うことにより、第1、第2ステージの演算において、64ポイント離散フーリエ変換で32個のデータを得るようにする。第3ステージ以降のステージの演算も対応する個所のバタフライ演算をすればよい。

【0107】このように、第1ステージから第2ステージまでを、各復号すべきチャンネルに対応する部分のみの演算をするようにして、64ポイント離散フーリエ変換を行い、第3ステージ以降の演算は、ポイント数の少ない16ポイント離散フーリエ変換器を用い、復号するチャンネル番号に従った回転因子の値を予め準備したテーブルなどから得て演算する離散フーリエ変換により行い、それぞれのチャンネルが使用する4本おきに配列される搬送波を復号することができるものである。

【0108】次に、本発明の第4の実施例について述べる。図24に、周波数間引き型、出力データ整列型64ポイント離散フーリエ変換の回転因子を示す。同図における回転因子の数値は前述の図14に示した通りである。

【0109】ここでは、チャンネル毎に出力データ整列型64ポイント離散フーリエ変換の、第1～第2ステージの演算を行い、4つおきに並べられる16個のデータを得る。このときに用いられるチャンネル番号毎の回転因子は異なった値となっているが、その回転因子の情報は、予め作成したチャンネル番号と回転因子の値を格納するテーブルを参照して、チャンネルごとのバタフライ演算を行うことができる。

【0110】このようにして、チャンネル毎に16個のデータが第2ステージの出力側の節点に供給され、その供給されたデータを用いて、次の第3から第6ステージの演算を行う。その64ポイント離散フーリエ変換の演算に用いられる回転因子は、それに対応する通常の16ポイント離散フーリエ変換の回転因子と同じであるので、同図中に括弧で16ポイント用の回転因子を示してある。このようにして、選択された、復号すべきチャンネル番号のキャリアの復号が行える。

【0111】この64ポイント離散フーリエ変換のバタフライ演算を行う方法の参考として、図25に8ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローを示す。ここに示すシグナルフローのされ方は、前述と同様である。

【0112】このようにして、第1、第2ステージでは演算に必要とされる部分以外の、演算処理を省略した64ポイント離散フーリエ変換で演算ができ、次の第3、4、5、6ステージでは、演算数の少ない16ポイント離散フーリエ変換を行い、各チャンネルが使用する4本おきの搬送波からなる間欠型マルチキャリア信号の復号

ができることになる。

【0113】なお、上記の実施の形態では、わかり易く説明するために、64ポイントフーリエ変換で64本の搬送波を復調する場合について説明したが、本発明は64ポイントフーリエ変換による搬送波の復調に限定されるものではなく、他の実施の形態として例えばの2倍オーバーサンプリング手法を用い、128ポイントフーリエ変換で64本の搬送波を復調してもよい。また、この場合でも64本以下の複数の搬送波を復調することへの応用は可能であることは言うまでもない。

【0114】さらに、本実施例の説明では、基数2の離散フーリエ変換アルゴリズムを想定して説明したが、本発明は、これに限定されるものではなく、基数4でも、あるいはそれらの複合などでもかまわない。勿論、離散フーリエ変換のサイズが限定される事もなく、1024ポイント、8096ポイントの離散フーリエ変換に、あるいはそれ以上の数の離散フーリエ変換演算に応用が可能である。

【0115】また、本説明では4本おきの4チャンネル構成を説明したが、2本おきの2チャンネル構成でも、8本おきの8チャンネル構成、16本おきの16チャンネル構成でも、さらにチャンネル毎に異なる数のキャリア数を定義し、伝送速度が異なる構成にしても本発明の利用が可能である。

【0116】以上述べたように、第1～第4の実施例によれば、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を復調するための離散フーリエ変換後半のステージは、ポイント数の少ない離散フーリエ変換演算により行うことができるため、離散フーリエ変換回路をハードウェアで構成するときは回路を小形にすることができ、またデジタルシグナルプロセッサ(DSP)を用いて行うときは、その演算の処理ステップ数を削減することができ、簡易化できる。

【0117】ここで、第1の実施例は、時間間引き型である入力データ整列型離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を復調するための、簡略的な離散フーリエ変換の構成について述べたものであり、離散フーリエ変換演算の後半ステージをポイント数の少ない離散フーリエ変換により構成することができるものである。

【0118】また、第2の実施例は周波数間引き型、入力データ整列型離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を復調するため、離散フーリエ変換演算の後半ステージをポイント数の少ない離散フーリエ変換により構成することができる。

【0119】そして、第3の実施例の装置によれば、時間間引き型である出力データ整列型離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を復調するための、簡略的な離散フーリエ変換の

構成について述べたものであり、離散フーリエ変換演算の後半ステージをポイント数の少ない離散フーリエ変換により構成することができる。

【0120】さらに、第4の実施例の装置によれば、周波数間引き型、出力データ整列型離散フーリエ変換において、間欠的な周波数で配置される直交マルチキャリア信号を復調するため、離散フーリエ変換演算の後半ステージをポイント数の少ない離散フーリエ変換により構成することができるものである。

【0121】このように、周波数間引き型と時間間引き型、そして入力データ整列型と出力データ整列型の各々の組み合わせである4つの実施例について示したが、いずれの場合も離散フーリエ変換演算の後半ステージをポイント数の少ない離散フーリエ変換により構成することができ、いずれの構成においても簡易的な構成の離散フーリエ変換により周波数的に間欠的な直交マルチキャリア信号を復号する装置を構成することができるものである。

【0122】ここで、いずれの実施例も64ポイントの離散フーリエ変換に対し、前半のステージをの演算を64ポイントの離散フーリエ変換の第1、第2ステージによる演算で、後半のステージは16ポイントの離散フーリエ変換による第3～第6ステージによる演算の方法で示したが、離散フーリエ変換のポイント数、およびステージ数はこれに限ることなく任意の数を用いてもよく、更に大きなポイント数の離散フーリエ変換演算を行うときは、さらに演算規模の縮減が出来る。また、ここで組み合わせる前半のステージと後半のステージは、周波数間引き型と時間間引き型、そして入力データ整列型と出力データ整列型の各々の同一の組み合わせを用いる外

に、接続点の結線条件を変えることにより、これらの異なる組み合わせ同士による結合の方法もある。

【0123】また、本実施例では、この様に簡略化された離散フーリエ変換により変調された高周波信号が電波として空間伝送路に放射されたものを受信する方法を中心として述べたが、ここで述べたマルチキャリアの復調方法はこれに限ることなく、赤外線を用いる方法、同軸ケーブル、電話線等を用いる方法、光ケーブルを用いる方法などで伝送される、多くの間欠型直交マルチキャリア信号伝送装置で伝送された信号の復調を行うことができる。

【0124】

【発明の効果】以上で説明したように、本発明によれば、2より大きな整数値Lに対するL本おきの搬送波からなる間欠型の直交マルチキャリア信号を、4以上の整数値Nに対するNポイントの離散フーリエ変換を行う演算ステージの前半の演算ステージと、Nの2分の1以下で2以上の整数値Mに対するMポイントの離散フーリエ変換を行う演算回路とにより復調することができるため、従来に比べて回路規模の小さなデジタルIC回路

で、安価な構成により間欠型の直交マルチキャリア信号を復調できる。また、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)などの演算ステップ数を節減でき、安価な機能で実現できる。

【0125】そして、請求項1記載の発明によれば、キャリア周波数を復調するために必要なポイント数の離散フーリエ変換演算ステージの前半のステージと、ポイント数の少ない離散フーリエ変換の後半のステージを用いて演算を行うなど、周波数的に間欠する直交マルチキャリア信号を、簡易的な離散フーリエ変換により復調でき、伝送路で生じるマルチパス歪による干渉の影響を軽減できる、また局所的な周波数領域での伝送路の悪化に対しても安定した復調ができる伝送装置を構成できるといった特長を有する効果がある。

【0126】また、請求項2記載の発明によれば、特に、間欠して存在するマルチキャリア信号を用いて複数チャンネルの信号が伝送される信号を受信するときは、複数チャンネル分の信号を復調するためのポイント数の少ない離散フーリエ変換回路を追加して、複数チャンネルの信号を受信するための直交マルチキャリア信号復調装置を構成できるため、回路規模の小さなデジタルIC回路による安価な構成で、また少ない演算ステップ数のデジタルシグナルプロセッサにより複数チャンネルの信号を復号できる間欠型直交マルチキャリア伝送装置を安価に実現できる効果がある。

【0127】そして、請求項3記載の発明によれば、特に、複数ある伝送チャンネルのうち、予め選択されたチャンネルを受信するための直交マルチキャリア信号受信装置を、少ないポイント数の離散フーリエ変換回路の回転因子の定数を指定しつつ、選択した受信チャンネルを受信するための直交マルチキャリア信号復調装置を構成できるため、回路規模の小さなデジタルIC回路により、また少ない演算ステップ数のデジタルシグナルプロセッサにより、選択されたチャンネルの信号を受信できる間欠型直交マルチキャリア伝送装置を安価に実現できる効果がある。

【0128】さらに、請求項4記載の発明によれば、特に、複数ある受信チャンネルを選択しながら受信するための直交マルチキャリア信号を、離散フーリエ変換の演算を行う前半ステージの出力信号点の信号をを切り換えながら得て、得られた信号点の信号を少ないポイント数の離散フーリエ変換回路により演算することにより、受信チャンネルを切り換える機能を有する直交マルチキャリア信号伝送装置を、回路規模の小さなデジタルIC回路により、また少ない演算ステップ数のデジタルシグナルプロセッサにより安価に実現できる効果がある。

【0129】また、請求項5記載の発明によれば、特に、簡易な手法による直交マルチキャリア伝送方法を示しており、この方法による直交マルチキャリア信号の復号は、数多くの伝送媒体に適用でき、そのためのマルチ

キャリア信号の復調をより少ない演算ステップ数のデジタル信号処理により安価に実現できる効果がある。

【0130】そして、請求項6記載の発明によれば、特に、簡易な手法により伝送チャンネルを選択可能な直交マルチキャリア信号の伝送方法を示しているので、多くの伝送媒体で伝送される間欠型直交マルチキャリア信号の伝送装置を、受信チャンネルを切り換える方式の伝送方法を、より少ない演算ステップ数のデジタル信号処理により安価に実現できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による直交マルチキャリア伝送装置のブロック図である。

【図2】直交マルチキャリア信号送信装置の一例のブロック図である。

【図3】本発明復調方法を適用した直交マルチキャリア送信装置の信号を受信する直交マルチキャリア受信装置のブロック図である。

【図4】本発明マルチキャリア受信装置により受信される直交マルチキャリア信号の一例を説明する周波数スペクトラム図である。

【図5】本発明マルチキャリア受信装置により復調される直交マルチキャリア信号のチャンネル番号に対して使用されている搬送波番号の関係を示す図である。

【図6】時間間引きによる4ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローダイアグラムを示す図である。

【図7】4ポイント離散フーリエ変換の回転因子を説明する図である。

【図8】16ポイント離散フーリエ変換によるマルチキャリア送信信号を復調するための離散フーリエ変換素子への接続を示す図である。

【図9】時間間引きによる入力データ整列型8ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローダイアグラムである。

【図10】8ポイント離散フーリエ変換に用いられる回転因子の説明図である。

【図11】時間間引きによる入力データ整列型16ポイント離散フーリエ変換の演算を説明する図である。

【図12】16ポイント離散フーリエ変換に用いられる回転因子の説明図である。

【図13】本発明復調方法を適用した入力データ整列型64ポイント離散フーリエ変換のアルゴリズムを説明するための図である。

【図14】64ポイント離散フーリエ変換に用いられる回転因子の説明図である。

【図15】時間間引きによる入力データ整列型16ポイント離散フーリエ変換の演算を説明する図である。

【図16】各チャンネル番号の信号を復調するとき使用する離散フーリエ変換の回転因子を示す図である。

【図17】本発明の第2の実施例にかかわる周波数間引き型64ポイント離散フーリエ変換を説明する図であ

る。

【図18】本発明の第3の実施例にかかわる時間間引き型64ポイント離散フーリエ変換を説明する図である。

【図19】時間間引き型16ポイント離散フーリエ変換を示す図である。

【図20】時間間引き型8ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローダイアグラムを示す図である。

【図21】時間間引きによるバタフライ演算を説明する図である。

10 【図22】時間間引き型64ポイント離散フーリエ変換の第1、第2ステージでのバタフライ演算を説明する図である。

【図23】本発明復調方法に関わる64ポイントの離散フーリエ変換を用いるDFT、復号回路の構成を示す図である。

【図24】本発明の第4の実施例にかかわる周波数間引き型64ポイント離散フーリエ変換を説明する図である。

20 【図25】周波数間引き型8ポイント離散フーリエ変換のシグナルフローダイアグラムを示す図である。

【図26】従来のマルチキャリア伝送装置のブロック図である。

【図27】従来のマルチキャリア信号送信装置の一例のブロック図である。

【図28】従来のマルチキャリア送信装置の信号を受信するマルチキャリア受信装置のブロック図である。

【符号の説明】

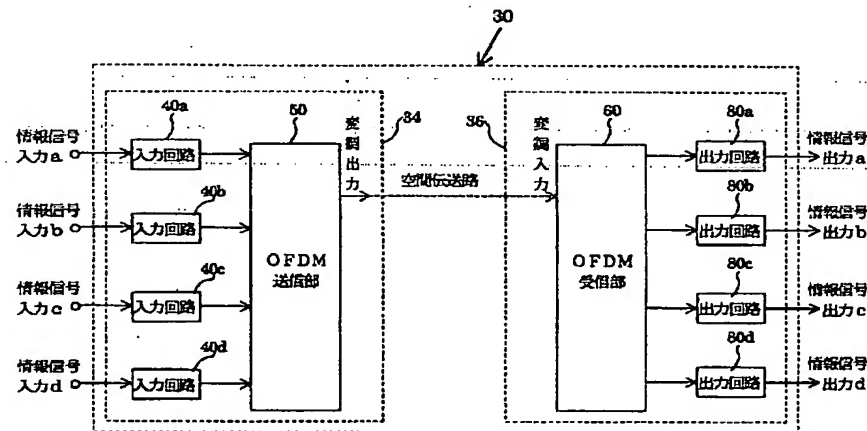
- 30 マルチキャリア伝送装置
- 34 マルチキャリア送信装置
- 30 36 マルチキャリア受信装置
- 40 入力回路部
- 40 a~40 d 入力回路
- 41 情報信号入力端子
- 41 a Ch1入力端子
- 41 b Ch2入力端子
- 41 c Ch3入力端子
- 41 d Ch4入力端子
- 42 入力回路
- 42 a~42 d 入力回路
- 40 50 OFDM送信部
- 51 a~51 d 第1~第4演算器
- 52 後段演算器
- 53 出力バッファ
- 54 D/A変換器
- 55 直交変調器
- 56 信号発生器
- 57 90°シフタ
- 58 周波数変換器
- 59 送信部
- 50 60 OFDM受信部

- 61 受信部
 62 周波数変換器
 63 中間周波増幅器
 64 直交復調器
 65 同期信号発生器
 66 90° シフタ
 67 LPF
 68 A/D変換器
 69 ガードインターバル期間処理回路
 70 復号回路
 70a 64ポイントDFTの第1、第2の演算ステージ（第1の離散フーリエ変換）
 70b 16ポイントDFT（第2の離散フーリエ変換）

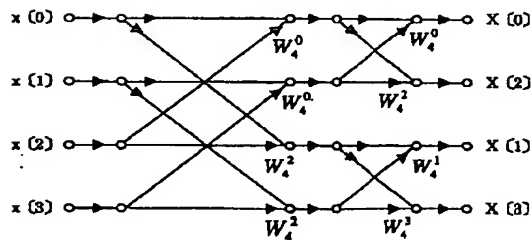
- * 70c QAM復号回路
 81a~81d 出力回路
 82 データ出力端子
 82a~82d Ch1~Ch4出力
 130 マルチキャリア伝送装置
 134 マルチキャリア送信装置
 136 マルチキャリア受信装置
 140 入力回路部
 150 OFDM送信部
 151 演算器
 160 OFDM受信部
 170 復号回路
 180 出力回路部

*

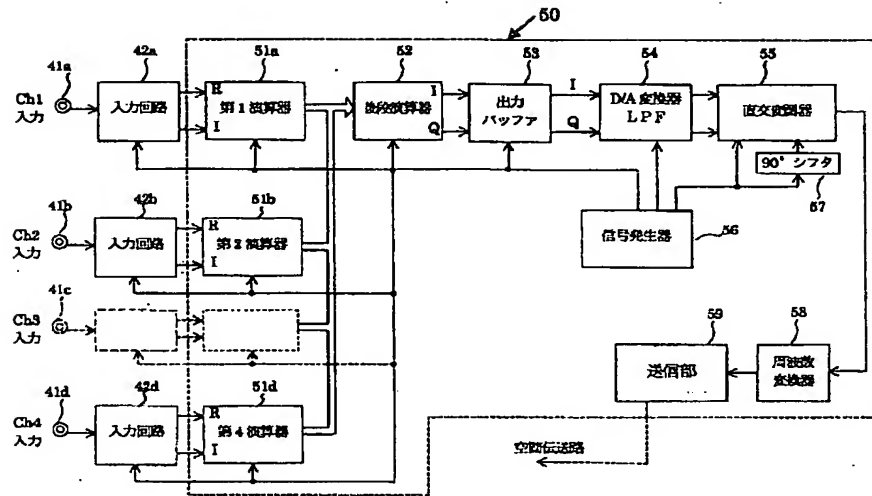
【図1】



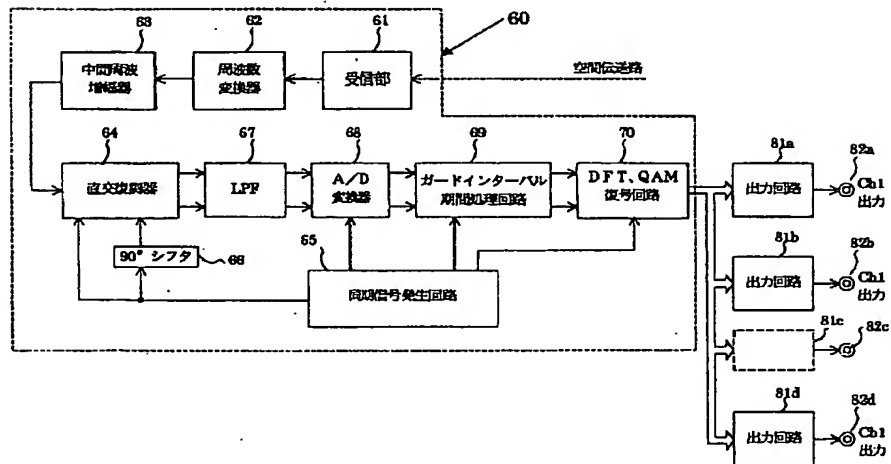
【図6】



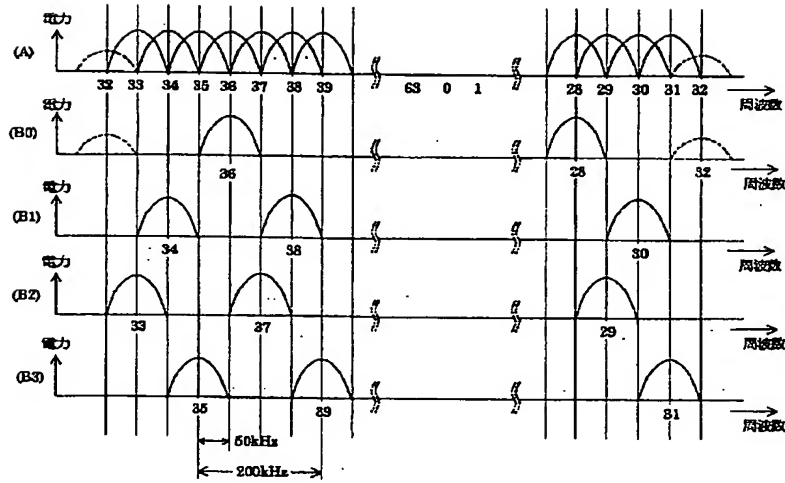
【図2】



【図3】



【図4】



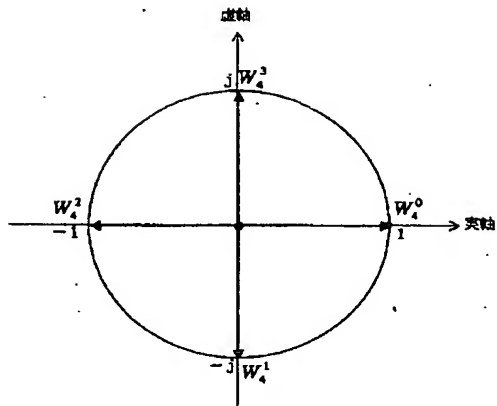
【図21】

$$\begin{array}{lcl}
 X & & X = x + y * W \\
 y & & Y = x - y * W
 \end{array}$$

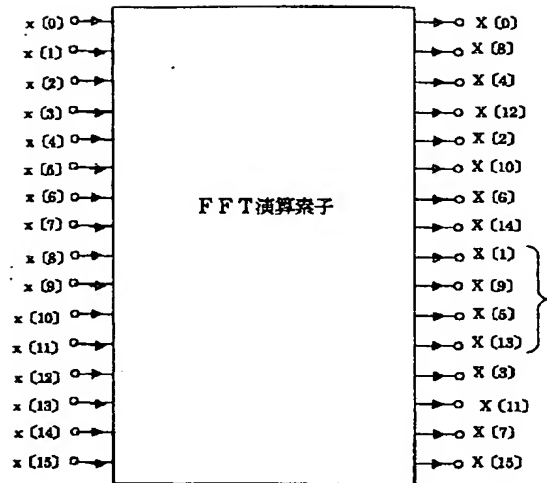
【図5】

チャンネル番号	使用するキャリア番号
0	0,4,8,12,16,20,24,28,32,36,40,44,48,52,56,60
1	2,6,10,14,18,22,26,30,34,38,42,46,50,54,58,62
2	1,5,9,13,17,21,25,29,33,37,41,45,49,53,57,61
3	3,7,11,15,19,23,27,31,35,39,43,47,51,55,59,63

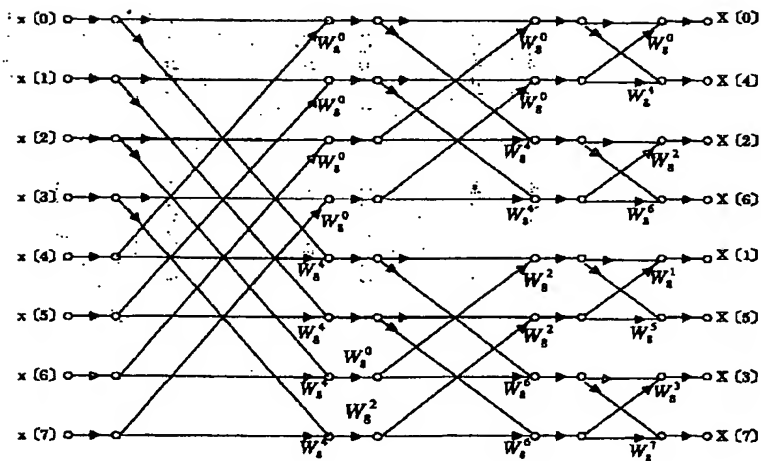
【図7】



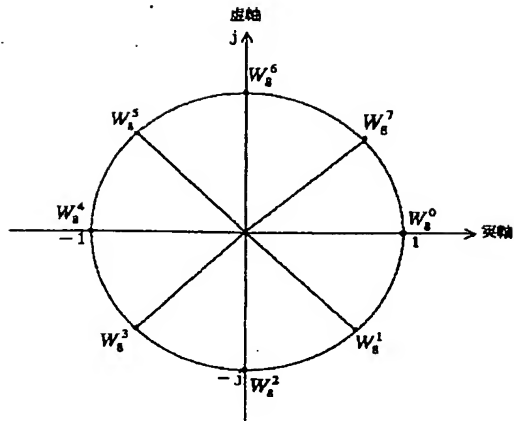
【図8】



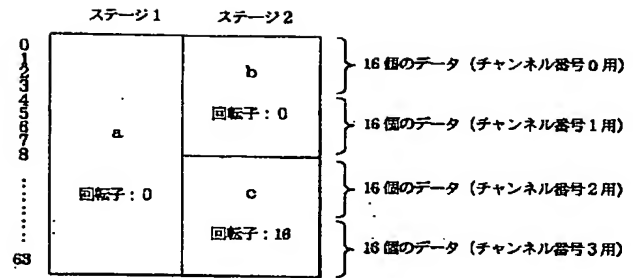
【図9】



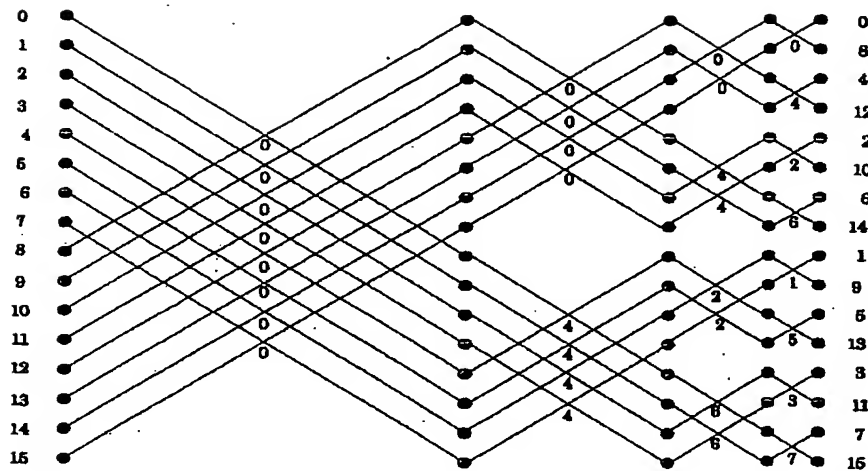
【図10】



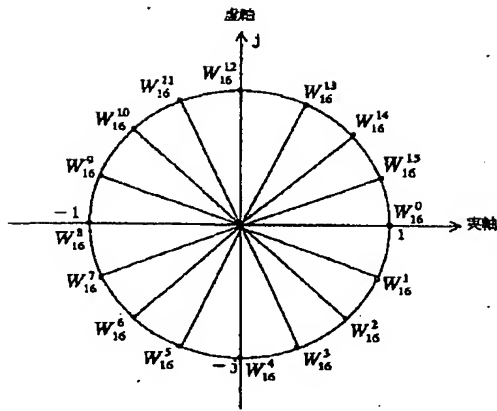
【図13】



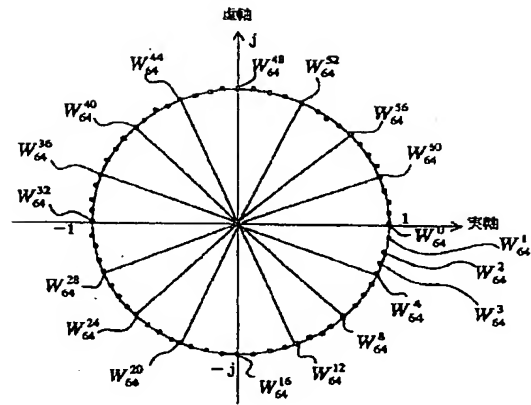
【図11】



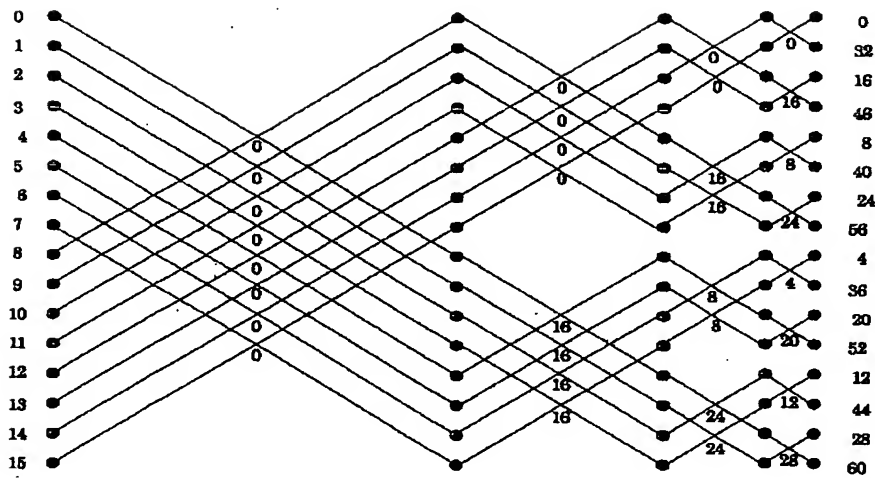
【図12】



【図14】



【図15】



【図16】

チャンネル 番号					
0	0	0	0	0	0
			16	8	32
			8	24	16
			24	4	48
		16	4	20	...
			8	12	...
			24	28	...
			28	2	...
1	16	8	4	18	2
			20	10	34
			12	26	18
			28	6	50
		24	6	22	...
			14	30	...
			30	1	...
			31	17	49
2	8	4	2	9	1
			18	25	33
			5	21	17
			26	13	49
		20	3	19	...
			11	27	...
			7	3	...
			15	31	...
3	24	12	6	23	3
			14	7	35
			23	15	19
			30	31	51
		28	7	29	...
			16	3	...
			27	11	...
			31	19	...

【図17】

チャンネル 番号	ステージ	1	2	3	4	5	6	
0	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	2	4	8	16	0	32
		2	4	8	16	0	0	16
		3	8	16	24	16	0	48
		4	16	24	0	0	0	...
		5	24	0	8	16	0	...
		16	0	0	...
		24	16	0	...
1	31	0	0	0	0	0	0	0
		4	8	16	0	0	0	...
		8	16	0	0	0	0	...
		16	0	0	0	0	0	...
		24	0	0	0	0	0	...
	
	
	
2	0	0	0	0	0	0	0	0
		4	8	16	0	0	0	...
		8	16	0	0	0	0	...
		16	0	0	0	0	0	...
		24	0	0	0	0	0	...
	
	
	
3	16 個のデータ	0	0	0	0	0	0	0
		4	8	16	0	0	0	...
		8	16	0	0	0	0	...
		16	0	0	0	0	0	...
		24	0	0	0	0	0	...
	
	
	

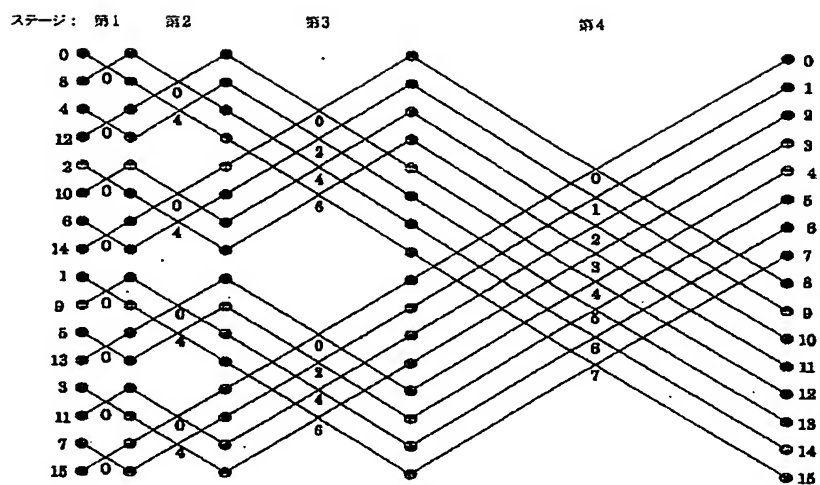
【図18】

チャンネル 番号	ステージ	1	2	3	4	5	6	
0	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	2	4	8	16	0	32
		2	4	8	16	0	0	16
		3	8	16	24	16	0	48
		4	16	24	0	0	0	...
		5	24	0	8	16	0	...
		16	0	0	...
		24	16	0	...
1	0	0	0	0	0	0	0	0
		4	8	16	0	0	0	...
		8	16	0	0	0	0	...
		16	0	0	0	0	0	...
		24	0	0	0	0	0	...
	
	
	
2	0	0	0	0	0	0	0	0
		4	8	16	0	0	0	...
		8	16	0	0	0	0	...
		16	0	0	0	0	0	...
		24	0	0	0	0	0	...
	
	
	
3	0	0	0	0	0	0	0	0
		4	8	16	0	0	0	...
		8	16	0	0	0	0	...
		16	0	0	0	0	0	...
		24	0	0	0	0	0	...
	
	
	

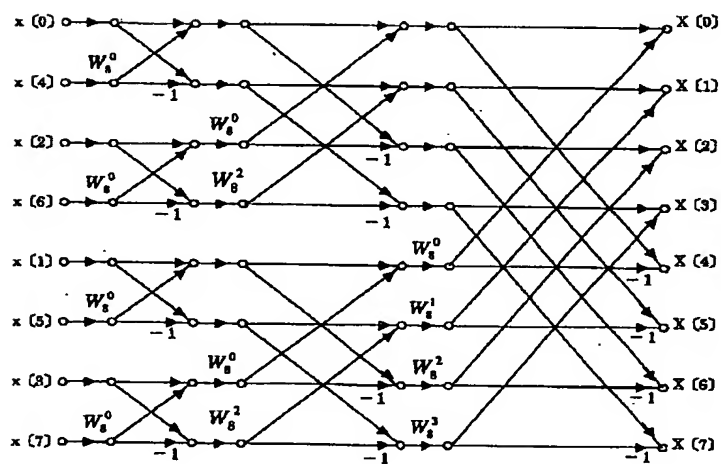
【図22】

$$\begin{array}{lcl}
 x1 & \times & x1+y1 \\
 y1 & \times & x1-y1 \\
 x2 & \times & x2+y2 \\
 y2 & \times & x2-y2
 \end{array}
 \begin{array}{l}
 z0=(x1+y1)+(x2+y2) \\
 z1=(x1-y1)-j(x2-y2) \\
 z2=(x1+y1)-(x2+y2) \\
 z3=(x1-y1)+j(x2-y2)
 \end{array}$$

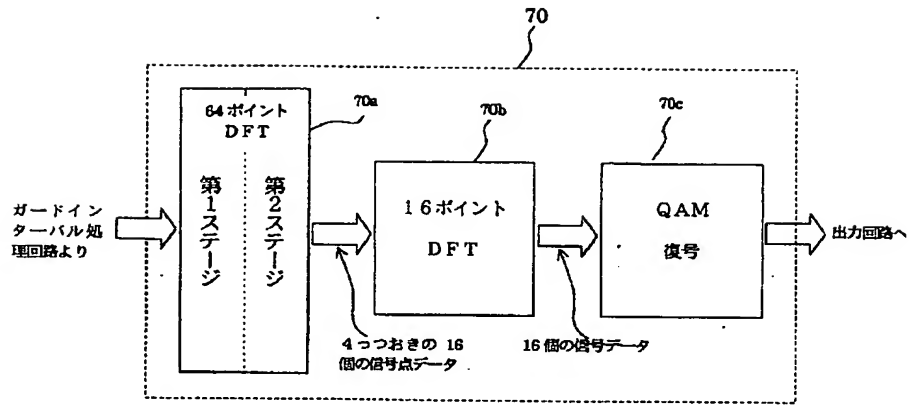
【図19】



【図20】



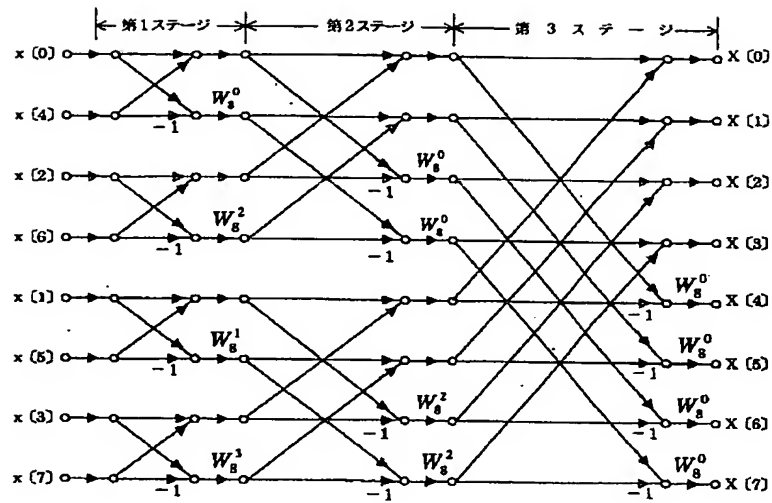
【図23】



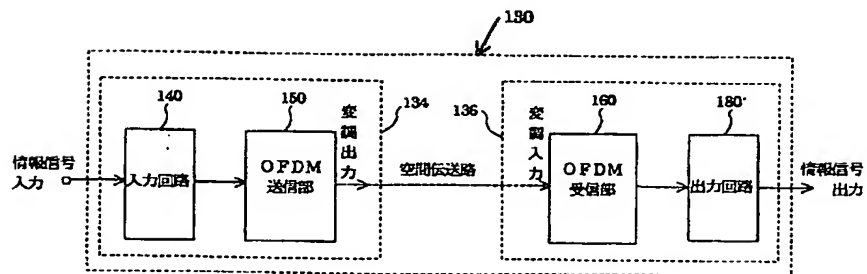
【図24】

チャンネル 番号	ステージ					
	1	2	3	4	5	6
0	0	0				
	16					
	8		0(0)			
	24	16				
	4			0(0)		
	20	8				
	12		16(4)			
	28	24			0(0)	
1	2					
	18	4				
	10		8(2)			
	26	20				
	6			16(4)		
	22	12				
	14		24(6)			
	30	28			0(0)	
2	1					
	17	2				
	9		4(1)			
	25	18				
	5			8(2)		
	21	10				
	13		20(5)			
	29	26			16(4)	
3	3					
	19	6				
	11		12(3)			
	27	22				
	7			24(6)		
	23	14				
	15		28(7)			
	31	28				

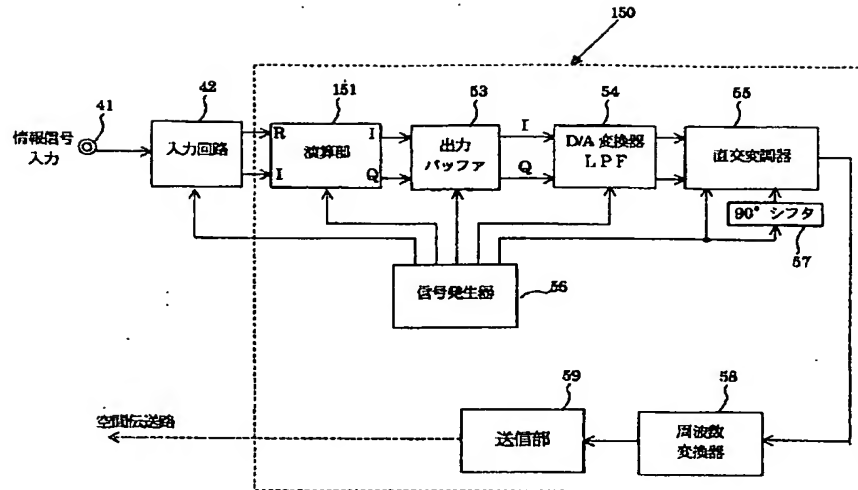
【図25】



【図26】



【図 27】



【図 28】

